

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11)特許出願公表番号

特表平10-501951

(43)公表日 平成10年(1998)2月17日

(51)Int.Cl. ⁹	識別記号	庁内整理番号	FI	
H03G 5/16		9180-5J	H03G 5/16	B
H03H 21/00		9274-5J	H03H 21/00	
H04R 3/04	101	7525-5H	H04R 3/04	101

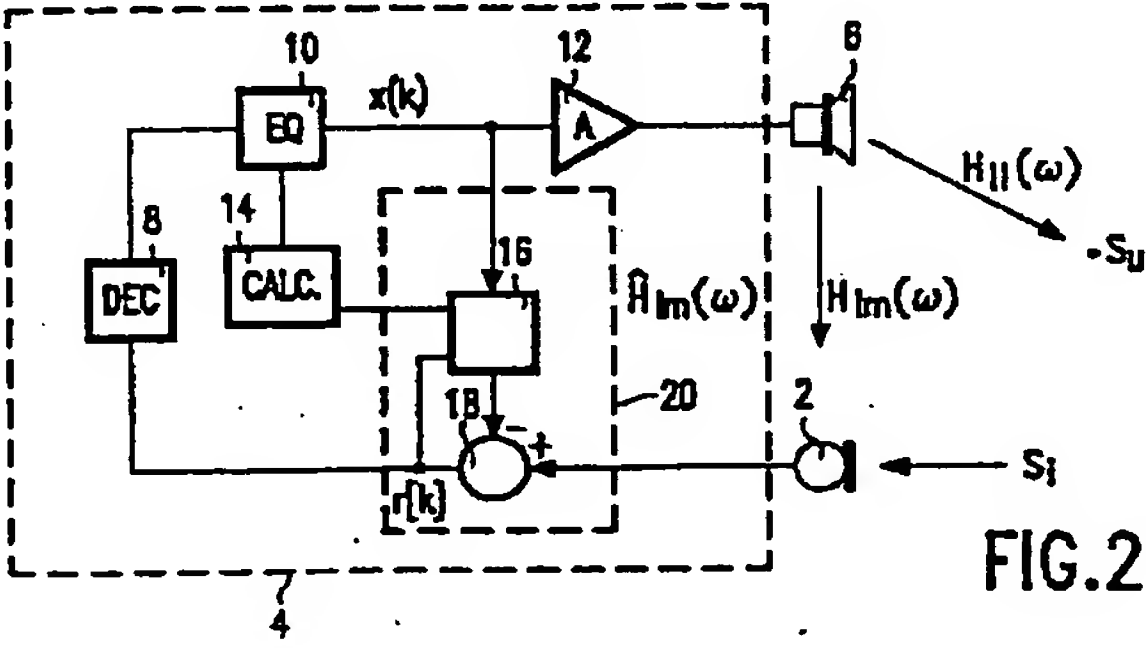
審査請求 未請求 予備審査請求 未請求(全 18 頁)

(21)出願番号	特願平8-530837	(71)出願人	フィリップス エレクトロニクス ネムロー ゼ フェンノートシャップ オランダ国 5621 ベーアー アイन्दー フェン フルーネヴァウツウェッハ 1
(86) (22)出願日	平成8年(1996)3月18日	(72)発明者	ヤンセ コルネリス ピーター オランダ国 5621 ベーアー アイन्दー フェン フルーネヴァウツウェッハ 1
(85)翻訳文提出日	平成8年(1996)12月3日	(72)発明者	ティメルマンス バトリック アドリアヌ ス アニタ オランダ国 5621 ベーアー アイन्दー フェン フルーネヴァウツウェッハ 1
(86)国際出願番号	PCT/IB96/00241	(74)代理人	弁理士 杉村 暁秀 (外6名)
(87)国際公開番号	WO96/32776		
(87)国際公開日	平成8年(1996)10月17日		
(31)優先権主張番号	95200839.9		
(32)優先日	1995年4月3日		
(33)優先権主張国	オランダ (NL)		
(81)指定国	EP(AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), JP, KR		

(54)【発明の名称】 自動イコライザを有する信号増幅システム

(57)【要約】

信号処理システムにおいて、マイクロホン（2）から来る信号をスピーカ（6）に信号処理システム（4）を経て印加する。聴取者に対するスピーカ（6）の伝達関数が、スピーカ（6）からマイクロホン（2）への伝達関数にほぼ対応することから、前記信号処理システムを、スピーカ（6）からマイクロホン（2）への伝達関数を推定する推定手段を含むように配置する。マイクロホン（2）から聴取者への伝達関数を等化するために、イコライザを、スピーカ（6）からマイクロホン（2）への伝達関数の逆数である伝達関数に設定する。好適には、前記スピーカ（6）からマイクロホン（2）への伝達関数を推定する推定手段を、スピーカ（6）からマイクロホン（2）への伝達関数に近似した伝達関数を有する適応性フィルタ（16）によって形成する。



【特許請求の範囲】

1. ピックアップ素子と、再生素子と、前記ピックアップ素子から来る入力信号から前記再生素子に対する出力信号を発生するイコライザを有する信号処理システムとを具える信号増幅システムにおいて、前記信号処理システムが、前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数を推定する推定手段を具え、前記信号処理システムが、推定された前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数に応じてイコライザの伝達関数を設定する設定手段を具えることを特徴とする信号増幅システム。
2. 請求の範囲1に記載の信号増幅システムにおいて、前記ピックアップ素子から再生素子への伝達関数を推定する推定手段が、前記再生素子の入力信号の前記ピックアップ素子の出力部への伝達を抑制する適応性フィルタを有するエコーキャンセラを具え、前記信号処理システムが、前記適応性フィルタの伝達関数から前記イコライザの伝達関数を得る計算手段を具えることを特徴とする信号増幅システム。
3. 請求の範囲2に記載の信号増幅システムにおいて、前記信号処理システムの入力部が、前記適応性フィルタの出力信号および前記ピックアップ素子の出力信号から差信号を計算する減算手段を具え、前記信号処理手段を、等化フィルタによって前記再生素子に対する出力信号を前記差信号から得ると共に、前記適応性フィルタの入力信号を前記イコライザの入力信号を表す信号から得るように配置したことを特徴とする信号増幅システム。
4. 入力信号から出力信号を得るイコライザを有する信号処理システムにおいて、前記信号処理システムが、出力部から入力部への外部伝達関数を推定する推定手段を具え、前記信号処理システムが、再生素子からピックアップ素子への伝達関数を推定する推定手段を具え、前記信号処理システムが、前記再生素子からピックアップ素子への推定された伝達関数に応じて前記伝達関数を設定する設定手段を具えることを特徴とする信号増幅システム。
5. 請求の範囲4に記載の信号処理システムにおいて、前記出力部から入力部への伝達関数を推定する推定手段が、前記出力部から入力部への伝達を抑制する

適応性フィルタを有するエコーキャンセラを具え、前記設定手段を、前記適応性フィルタの伝達関数からイコライザの伝達関数を得るように配置したことを特徴とする信号処理システム。

6. 請求の範囲5に記載の信号処理システムにおいて、前記信号処理システムの入力部が、前記適応性フィルタの出力信号からの前記入力信号の差信号を計算する減算手段を具え、前記信号処理システムを、等化フィルタによって前記再生素子に対する出力信号を前記差信号から得ると共に、前記適応性フィルタの入力信号を前記イコライザの入力信号を表す信号から得るように配置したことを特徴とする信号処理システム。

7. イコライザを使用し、再生素子に対する出力信号をピックアップ素子から来る入力信号から得る方法において、前記方法が、前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数を推定することを含むと共に、前記再生素子からピックアップ素子への推定された伝達関数に応じてイコライザの伝達関数を設定することを含むことを特徴とする方法。

8. 請求の範囲7に記載の方法において、前記方法が、前記再生素子からの入力信号の前記ピックアップ素子の入力部への伝達の適応性フィルタによる抑制と、前記適応性フィルタの伝達関数から前記イコライザの伝達関数を得ることを含むことを特徴とする方法。

9. 請求の範囲8に記載の方法において、前記方法が、前記適応性フィルタの出力信号および前記ピックアップ素子の出力信号から差信号を計算することと、前記再生素子に対する出力信号を前記差信号から得ることと、前記適応性フィルタの入力信号を前記イコライザの入力信号を表す信号から得ることとを具えることを特徴とする方法。

【発明の詳細な説明】

自動イコライザを有する信号増幅システム

本発明は、ピックアップ素子と、再生素子と、前記ピックアップ素子から来る入力信号から前記再生素子に対する出力信号を発生するイコライザを有する信号処理システムとを具える信号増幅システムに関するものである。

本発明は、信号処理システムおよび信号を増幅する方法にも関係する。

序章において規定した信号増幅システムは、1991年9月のNAGジャーナル No. 109におけるS.H. de KoningおよびF.J. van der Meulenによる記事“ Ambiofonie met multiple versterkingskanalen” から既知である。

信号増幅システムは、例えば、会議システム、屋内または屋外における音声増幅システムおよび補聴器において使用される。これらのシステムにおいて、例えば、マイクロホンのようなピックアップ素子によって発生された信号は、増幅器によって所望のレベルに増幅される。このようにして増幅された信号は、その後、例えば、スピーカのような再生素子に印加される。前記再生素子の出力部から空間における所望の位置への伝達経路の伝達関数は、一般に、全ての周波数に関して同じではないであろう。例えば、空間におけるスピーカの伝達関数は、しばしば、聴取者に向かって低域通過特性を示し、これは大抵は望ましくない。

この問題の解決法は、信号処理システムにおいてイコライザを使用し、スピーカから聴取者への所望の伝達関数が得られるように、このイコライザを手動で設定することである。これを平坦な伝達関数としてもよいが、予め決められた平坦でない伝達関数が要求されることも考えられる。この目的のために、前記記事から既知の信号増幅システムは、聴取者の位置に設置された測定マイクロホンを含み、伝達関数を測定する。

イコライザを設置する方法の欠点は、空間の音響特性の変化を考慮することが出来ないことである。空間の音響特性は、例えば、カーテンが引かれることや、存在する人間の数が変化することによって変化するかもしれない。

本発明の目的は、イコライザの設定を空間の音響特性に適合させた、序章において規定したような信号増幅システムを提供することである。

この目的のために、本発明は、前記信号処理システムが、前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数を推定する推定手段を具え、前記信号処理システムが、推定された前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数に応じてイコライザの伝達関数を設定する設定手段を具えることを特徴とする。

本発明は、前記再生素子とピックアップ素子との間の直接結合が实际的に無いと仮定した場合、前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数の粗構造が、空間における前記ピックアップ素子の位置に強く依存するという認識を基礎としている。このとき前記再生素子およびピックアップ素子間の結合は、ほぼ完全に空間における反射によって生じる。前記ピックアップ素子の位置が重要でなくなることから、本発明の概念によれば、増幅すべき信号を電気信号に変換するのに使用する前記ピックアップ素子を、前記再生装置から聴取者への伝達関数の粗構造を推定するのに使用することができる。前記イコライザ伝達関数を前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数に応じて作成することによって、前記ピックアップ素子から聴取者への实际的にどのような所望の伝達関数も実現することができる。前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数の精構造は、常には関係しないので、推定された伝達関数を粗増幅伝達関数としてもよいことが分かっている。代わりに、前記イコライザを精構造を含む前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数を基礎として設定することも考えられる。最後に、前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数を、精構造を含んで決定し、粗伝達関数のみを前記イコライザを設定するのに使用することも考えられる。

本発明の実施例は、前記ピックアップ素子から再生素子への伝達関数を推定する推定手段が、前記再生素子の入力信号の前記ピックアップ素子の出力部への伝達を抑制する適応性フィルタを有するエコーキャンセラを具え、前記信号処理システムが、前記適応性フィルタの伝達関数から前記イコライザの伝達関数を得る計算手段を具えることを特徴とする。

前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数を推定する好適な方法は、適応性フィルタを有するエコーキャンセラを使用することである。前記再生素子からピックアップ素子へのエコー信号の複製を前記適応性フィルタによって発生し

、この複製を前記ピックアップ素子の出力信号から減算する。前記適応性フィルタの係数が収束すると、前記適応性フィルタの伝達関数は、前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数に等しくなる。このようにして前記イコライザの伝達関数を、利用可能な適応性フィルタの伝達関数から計算することができる。追加の利点は、前記再生素子からピックアップ素子へのエコー経路の影響が補償され、この補償によって、音響帰還とも呼ばれる望ましくない振動が発生する可能性がより小さくなる。

本発明の他の実施例は、前記信号処理システムの入力部が、前記適応性フィルタの出力信号および前記ピックアップ素子の出力信号から差信号を計算する減算手段を具え、前記信号処理手段を、等化フィルタによって前記再生素子に対する出力信号を前記差信号から得ると共に、前記適応性フィルタの入力信号を前記イコライザの入力信号を表す信号から得るように配置したことを特徴とする。

前記適応性フィルタの入力信号を前記イコライザの入力信号を表す信号から得ることによって、前記イコライザの設定は簡単になる。これは、信号パラメータの変化がすべての関係する周波数の伝達関数に関して重要性を有する（簡単な）イコライザに関して、特に重要である。このようなイコライザの一例は、二次段を有するオクターブバンドイコライザである。

前記イコライザを、収束後の前記適応性フィルタの伝達関数が所望の伝達関数に対応するように設定する。収束後の前記適応性フィルタの伝達関数が所望の伝達関数に完全に対応しない場合、前記イコライザの設定に対する補償を、この所望の伝達関数に対する偏差から計算する。この方法において、前記イコライザの適切な設定を反復的に決定する。

本発明のこれらのおよび他の態様を、以下に記述する実施例の参照とともに明らかにする。

図1は、本発明による信号増幅システムの第1実施例を示す。

図2は、本発明による信号増幅システムの第2実施例を示す。

図3は、図1、2または4に示す信号増幅システムにおけるイコライザ10の伝達関数を示す。

図4は、本発明による信号増幅システムの第3実施例を示す。

図5は、図2または図4において示す信号増幅システムにおけるエコーキャンセラ20の実施例を示す。

図1に示す信号増幅システムにおいて、ここではマイクロホン2であるピックアップ素子の出力部を、信号処理システム4の入力部に接続する。信号処理システム4の入力部を、再生装置からピックアップ装置への伝達関数を推定する推定手段11の第1入力部に接続する。信号処理システム4の入力部を、イコライザ10の入力部にさらに接続する。イコライザ10の出力部を、増幅器12の入力部に接続する。増幅器12の出力部を、加算回路13の第1入力部に接続する。加算回路13の出力部を、信号処理システム4の出力部に接続する。テスト信号 x を、加算回路13の第2入力部と、推定手段11の第2入力部とに印加する。推定手段11の出力部を、計算手段14の入力部に接続する。計算手段14の出力部を、イコライザ10の入力部に接続する。

信号処理システム4の出力部を再生素子の入力部に接続し、ここではこの再生素子をスピーカ6とする。スピーカ6からマイクロホン2への伝達関数を $H_{lm}(\omega)$ とし、スピーカ6から聴取者への伝達関数を $H_{ll}(\omega)$ とする。増幅器12の利得率を A とする。 S_i をマイクロホン2の音響入力信号とし、 S_u を前記聴取者の位置における音響信号とする。

音響信号 S_i を、マイクロホン2によって電気信号に変換し、この電気信号を信号処理システム4に印加する。この電気信号を、信号処理システム4によって所望のレベルに増幅し、スピーカ6によって音響信号に変換する。信号 S_i から信号 S_u への伝達関数に関して、

$$\frac{S_u(\omega)}{S_i(\omega)} = \frac{A \cdot H_{ll}(\omega) \cdot H_{eq}(\omega)}{1 - A \cdot H_{lm}(\omega) \cdot H_{eq}(\omega)} \quad (1)$$

が簡単に得られる。 $H_{ll}(\omega)$ が $k_1 H_{lm}(\omega)$ に等しいとし、本発明の概念により $H_{eq}(\omega)$ を $K_2 / H_{lm}(\omega)$ に等しく形成すると、(1)は、

$$\frac{S_u(\omega)}{S_i(\omega)} = \frac{A \cdot k_1 \cdot k_2}{1 - A \cdot k_2} \quad (2)$$

に変化する。(2)から、明らかに、ここでは信号 S_1 から信号 S_0 への平坦な伝達関数を得られる。伝達関数 $H_{lm}(\omega)$ を、信号 S_1 が無い場合、テスト信号 x とこの信号処理システムの入力信号 I とを基礎として決定することができる。信号処理システム4の入力信号 I に関して、信号 x の存在のために、

$$I(\omega) = \frac{x(\omega) \cdot H_{lm}(\omega)}{1 - A \cdot H_{lm}(\omega) \cdot H_{eq}(\omega)} \quad (3)$$

が得られる。本発明の概念に従って、イコライザの伝達関数 $H_{eq}(\omega)$ を $k_2 / H_{lm}(\omega)$ に等しく選択すると、(3)は、

$$I(\omega) = \frac{x(\omega) \cdot H_{lm}(\omega)}{1 - A \cdot k_2} \quad (4)$$

に変化する。(4)から、 $H_{lm}(\omega)$ に従って、

$$H_{lm}(\omega) = \frac{I(\omega) \cdot (1 - A \cdot k_2)}{x(\omega)} \quad (5)$$

となる。 $x(\omega)$ を平坦なスペクトルを有する信号とすると、 $H_{lm}(\omega)$ は $I(\omega)$ に比例する。 $I(\omega)$ のスペクトルを、例えば、高速フーリエ変換を行うことによって計算することができる。

図2に示す信号増幅システムにおいて、ここではマイクロホン2であるピックアップ素子を、信号処理システム4の入力部に接続する。信号処理システム4の入力部を、前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数を推定する推定手段の第1入力部に接続し、この推定手段をエコーキャンセラ20によって形成する。エコーキャンセラ20の入力部を、減算回路18の第1入力部に接続する。エコーキャンセラ20の出力部を形成する減算回路の出力部を、適応性フィルタ16の入力部と、減相関器8の入力部とに接続する。減相関器8の出力部を、イコライザ10の入力部に接続する。イコライザ10の出力部を、増幅器20の入力部と、エコーキャンセラ20における適応性フィルタ16の入力部とに接続する。増幅器20の出力部を、信号処理システム4の出力部に接続する。エコーキャンセラ20の出力部を、計算手段14の入力部に接続する。計算手段14の出力部を、イコライザ10の入力部に接続する。

信号処理システム4の出力部を、ここではスピーカ6である再生素子の入力部に接続する。

前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数を決定する手段を、ここでは、エコーキャンセラ20によって形成する。エコーキャンセラ20において、適応性フィルタ16の伝達関数を、適応性フィルタ16の入力信号と減算回路18の出力信号との相関が最小になるように適応させる。収束状態において、適応性フィルタ16の伝達関数は、伝達関数 $H_{16}(\omega)$ にほぼ等しくなる。前記適応性フィルタの出力信号を減算するために、スピーカ6がマイクロホン2に結合することによって発生するエコー信号は、減算回路18の出力信号から完全に除去される。結果として、望ましくない振動は急速に減衰し、高い利得Aが可能になる。

イコライザ10の伝達関数を、本発明の概念により、適応性フィルタ16の伝達関数から簡単に決定することができ、この伝達関数それについては、前記再生素子からピックアップ素子への伝達関数の推定である。加算手段13は、適応性フィルタ16の伝達関数の相反関数を計算し、イコライザ10をこの相反関数に設定する。

減相関器8は、エコーキャンセラ20の出力信号とイコライザ10の入力信号との相関を減少させる。これらの信号間の相関の減少は、前記望ましくない振動が、高い値の利得Aに達するまで発生せず、Aの値を高く選択できる点で有利である。前記減少は、信号 S_1 の存在が適応性フィルタ16の入力信号と減算回路18の出力信号との間の相関を減少させるため、前記適応性フィルタの収束特性の改善も導く。前記減相関器を省略した場合、適応性フィルタ16の入力部における信号と減算回路18の出力信号との間の相関が常に存在し、適応性フィルタ16の収束が困難になる。

減相関器8を、正弦補助信号によって制御される可変時間位相変調器として配置することができる。このような位相変調器は、1971年のAcustica, Vol.24の33-41ページ、図13におけるR.W. Guelke 他による記事“ダイレクトフィードバックによる反射制御(Reverberation Control by Direct Feedback)”に記載

されている。減相関器8を、入力信号の周波数スペクトルを僅かな周波数差（多くの場合において数Hz）だけシフトする周波数シフタとして配置してもよい。代わりに、その遅延値をランダムな制御信号に応じて多少ランダムに変化させる遅延素子を経て、減相関を作用させることができる。

しばしば使用される形式のイコライザは、中心周波数が1オクターブ部分である複数の二次バンドパスフィルタを具える。図3において、このイコライザは、6個の二次段を含む。前記イコライザを、個々の二次段の伝達関数の最大値に正確な値を与えることによって設定する。図3に示すデジタル的に配置されたフィルタ段の伝達関数を、アナログ二次バンドパスフィルタの伝達関数から双一次変換を経て得て、これらの計算を11.025kHzの標本化レートにおいて行う。前記双一次変換は、A.W.M. van den EndenおよびN.A.M. VerhoeckxによるISBN 0-13-216763-8, 1989, 222-227ページ“離散時間信号処理 (Discrete-Time Signal Processing)”から既知である。前記フィルタ段の伝達関数の1つを固定した場合、前記イコライザの伝達関数を、

$$H_{eq}(\omega) = F(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \omega) \quad (6)$$

と書くことができる。(6)において、一般にFを、 $\alpha_1 \dots \alpha_5$ の線型関数とし、 ω の非線形関数とする。適応性フィルタ16の伝達関数 $\hat{H}_{1m}(\omega)$ は既知であり、

前記計算手段は、所望の伝達関数 $H_{eq}(\omega)$ を、必要ならば $H_{1m}(\omega)$ の最大値に規格化した $H_{1m}(\omega)$ の逆数を計算することによって簡単に計算することができる。計算手段13は、パラメータ $\alpha_1 \dots \alpha_5$ を、所望の値 $H_{eq}(\omega)$ から計算することができる。これを、例えば、5つの周波数に関する値 $H_{eq}(\omega)$ を特定することによって行うことができる。このとき、5つの未知数を有する5つの式の組を解く必要がある。代わりに、関数 $F(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \omega)$ と所望の関数 $H_{eq}(\omega)$ との間の誤差の二乗を最小にする最小自乗法を行うこともできる。

図4に示す信号増幅システムにおいて、適応性フィルタ16の入力部を、図2の信号増幅システムにおいて示すようにイコライザ10の出力部に接続する代わ

りに、イコライザ10の入力部に接続する。この結果として、前記適応性フィルタの伝達関数は収束状態において、イコライザ10と、再生素子6からピックアップ素子2への伝達経路とのカスケード結合の伝達関数 $H_a(\omega)$ に等しくなる。

イコライザ10の二次段の共振周波数に対応する5つの角振動数に対するイコライザ10の設定を決定するために、平均振幅伝達関数 $|H_a(\omega_j)|_{av}$ を計算する。この平均振幅伝達関数に関して、

$$|H_a(\omega_j)|_{av} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \Delta\omega_j} \int_{\omega_j - \Delta\omega_j}^{\omega_j + \Delta\omega_j} |H_a(\xi)|^2 d\xi} \quad (7)$$

と書くことができる。(7)において、 ω_j を、イコライザ10のj番目の二次段の共振周波数とし、 $\Delta\omega_j$ を、イコライザ10のj番目の二次段の共振周波数のバンド幅とし、 ξ を積分変数とする。加えて、イコライザ10の平均振幅伝達関数 $|H_a|_{av}$ を、関係する周波数領域全体に関して計算する。このとき、

$$|H_a|_{av} = \sqrt{\frac{1}{\omega_{\max} - \omega_{\min}} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} |H_a(\xi)|^2 d\xi} \quad (8)$$

が保持される。次にイコライザ10の係数 α_j を、値 $|H_a|_{av} / |H_a(\omega_j)|_{av}$ に設定する。この設定を、常に、適応性フィルタの収束後に行う。実験は、この方法における係数 α_j の設定が、所望の最終値に収束することを示した。

多くの場合において、伝達関数の代わりに $H_a(\omega_j)$ が離散周波数領域において与えられる。これは、 H_a が多数の周波数 θ_i に関して既知であることを意味する。この状況において、(7)および(8)は、

$$|H_a(j)|_{av} = \sqrt{\frac{1}{h(j)-1(j)} \sum_{i=1(j)}^{i=h(j)} |H_a(\theta_i)|^2} \quad (9)$$

$$|H_a|_{av} = \sqrt{\frac{1}{h(j_{\max}) - l(j_{\min})} \sum_{i=l(j_{\min})}^{i=h(j_{\max})} |H_a(\theta_i)|^2} \quad (10)$$

に変化する。(9) および (10) において、 $l(j)$ は、 j 番目の二次段の最低カットオフ周波数に対応し、 $h(j)$ は、 j 番目の二次段の最高カットオフ周波数に対応する。

代わりに、係数 α_i を、 α_i の値が大きすぎるか小さすぎるかに応じて、小さな値を一様に増加または減少することもできる。このとき新たな値 $\alpha_i[k]$ に関して、

$$\alpha_i[k] = \alpha_i[k-1] - \Delta_\alpha \cdot \text{SGN} \left[1 - \frac{|H_a|_{av}}{|H_a(j)|_{av}} \right] \quad (11)$$

と書くことができる。この方法の利点は、信号 S_1 が生じる場合の前記適応性フィルタの係数に変動がないことと、複雑性が少ないことである。加えて、イコライザ 10 の伝達関数のより緩やかな適応の結果として、適応性フィルタ 16 の入力信号の特性があまり激しくは変化しないため、適応性フィルタ 16 の収束が改善される。

$\alpha_i[k]$ を計算する代わりに方法を、

$$\alpha_j[k] = \frac{\alpha_j[k-1] |H_a|_{av}}{\sqrt{\mu (|H_a(j)|_{av}^2 - |H_a|_{av}^2) + |H_a|_{av}^2}} \quad (12)$$

によって与える。(12) において、 μ を、0.1 程度の値を有する適応定数とする。

再生素子 6 から聴取者への所望の伝達関数が平坦でない場合、(11) または (12) おける $|H_a|_{av}$ を、所望の値 $|H_a(j)|_{des}$ に置き換えるべきで

あり、この値を、異なった j に関して異ならせてもよい。

図 5 に示すエコーキャンセラ 20 において、第 1 入力部を、適応性フィルタ 24 の入力部と、プログラム可能フィルタ 26 の入力部とに接続する。前記エコーキャンセラの第 2 入力部を、減算回路 18 の第 1 入力部と、減算回路 28 の第 1

入力部とに接続する。適応性フィルタ24の第1出力部を、減算回路28の第2入力部に接続する。この減算回路28の出力部を、適応性フィルタ24の第2入力部に接続する。適応性フィルタ24の第2出力部は、プログラム可能フィルタ26に関するフィルタ係数を表す出力信号を搬送する。プログラム可能フィルタ26の出力部を、減算回路18の第2入力部に接続する。エコーキャンセラ20の出力部を、減算回路18の出力部によって形成する。

図5において示すエコーキャンセラ20は、適応性フィルタ24およびプログラム可能フィルタ26の組み合わせを使用する。

前記適応性フィルタは、減算回路28の出力信号を最小化するようにその係数を適応させる。加えて、適応性フィルタ24は、その係数をプログラム可能フィルタ26に定期的に伝送し、結果として減算回路18の出力部におけるエラー信号も最小になるようにする。

適応性フィルタ24を、通常は周波数領域フィルタとして配置する。周波数領域フィルタの使用によって、大きな自己相関を有する入力信号における収束特性が相当改善される。さらに、長いインパルス応答に対する周波数領域フィルタの複雑性は、対応する時間領域フィルタの複雑性より相当少ない。このような周波数領域フィルタにおいて、伝達関数 $H_0(\theta_1)$ は、直ぐに利用可能である。

プログラム可能フィルタ26を、時間領域フィルタと周波数領域フィルタとの組み合わせとして配置する。プログラム可能フィルタ26のインパルス応答を、 N の部分に再分し、第1の部分を実時間領域フィルタによって実現し、他の $N-1$ の部分を実周波数領域フィルタによって実現する。このようなフィルタは、欧州特許出願公開明細書第639892号において記載されている。このようなプログラム可能フィルタの利点は、エコー信号の複製における遅延が僅かなことである。

前記プログラム可能フィルタのインパルス応答を、伝達関数 $H_0(\theta_1)$ の逆高速フーリエ変換によって計算する。このインパルス応答を、多数の等しい部分に分割する。前記インパルス応答の第1部分を記述する係数を、前記時間領域フィルタに直接用いる。前記インパルス応答の他の $N-1$ の部分を実記述する係数を

、高速フーリエ変換によって周波数領域係数に各々変換し、続いて、個々の周波数領域フィルタに用いる。

【図1】

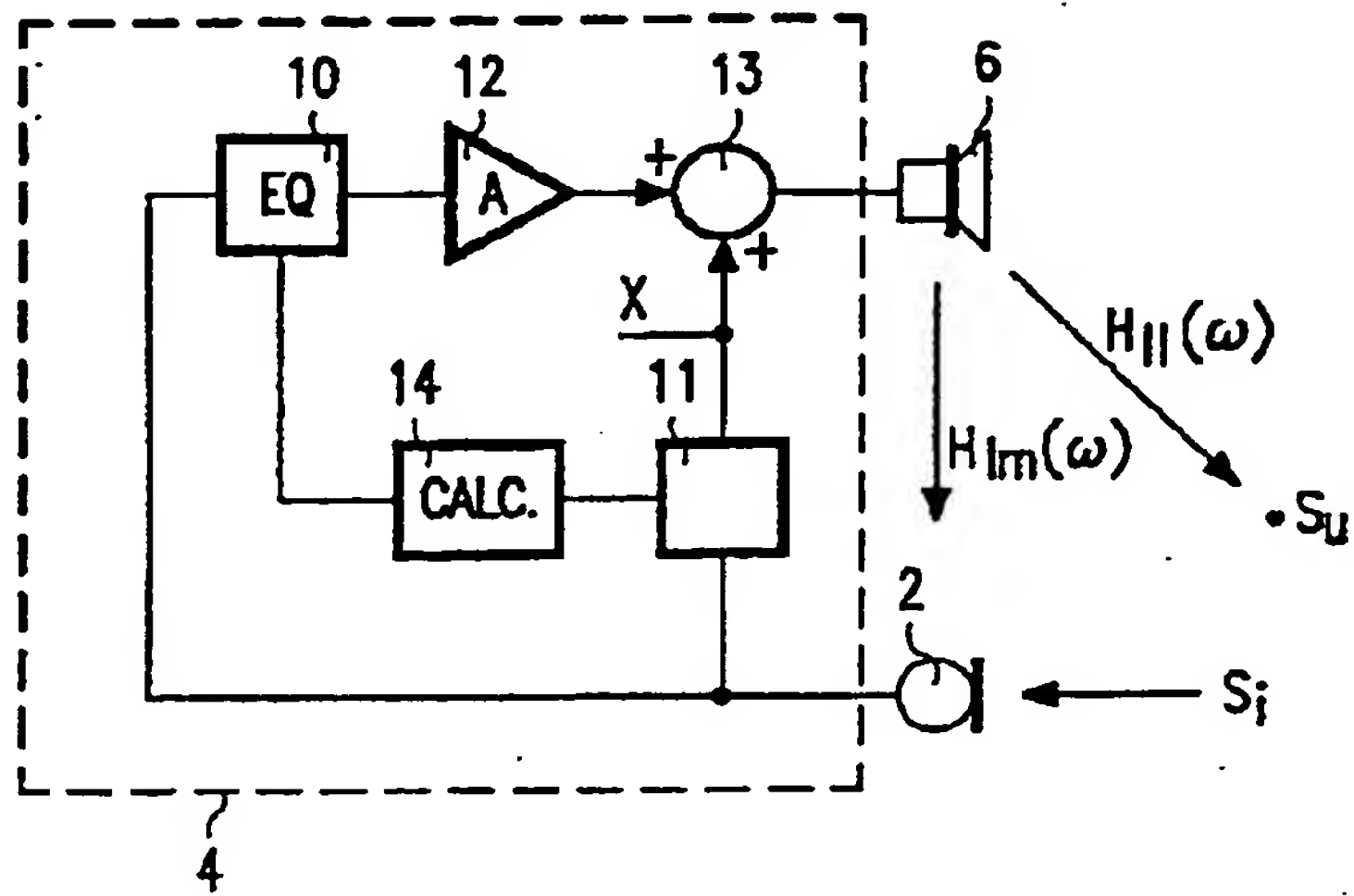


FIG.1

【図2】

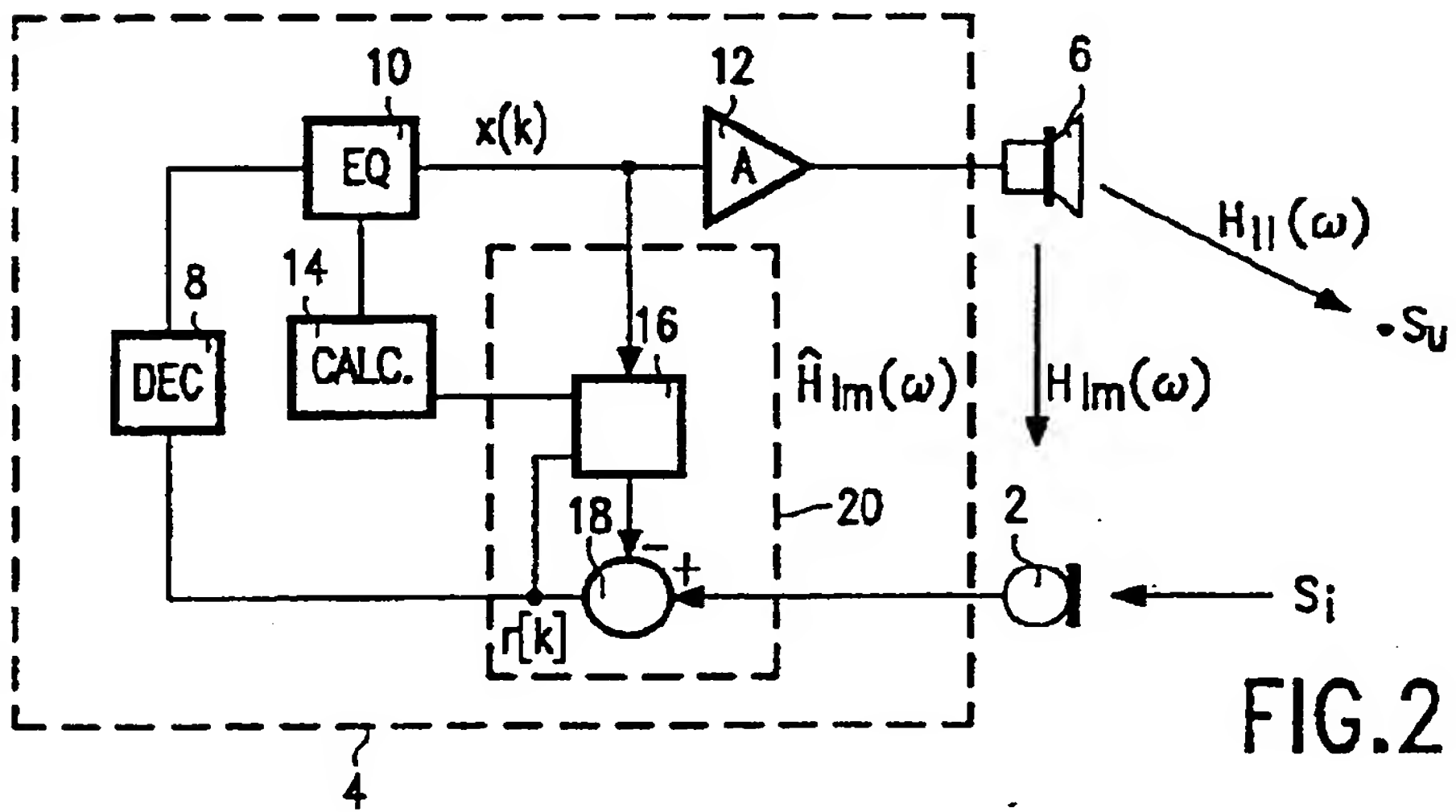


FIG.2

【图3】

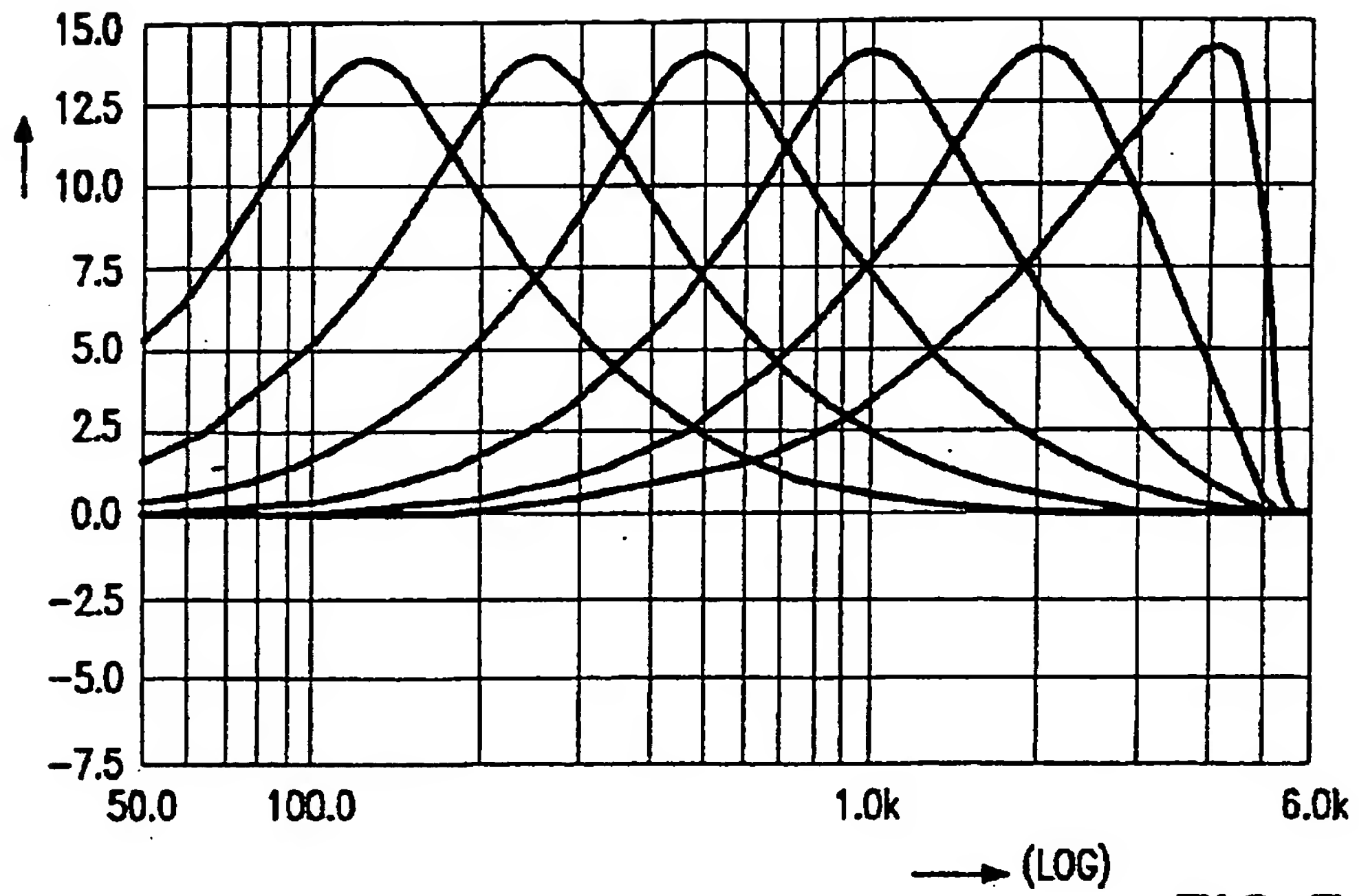


FIG.3

【图4】

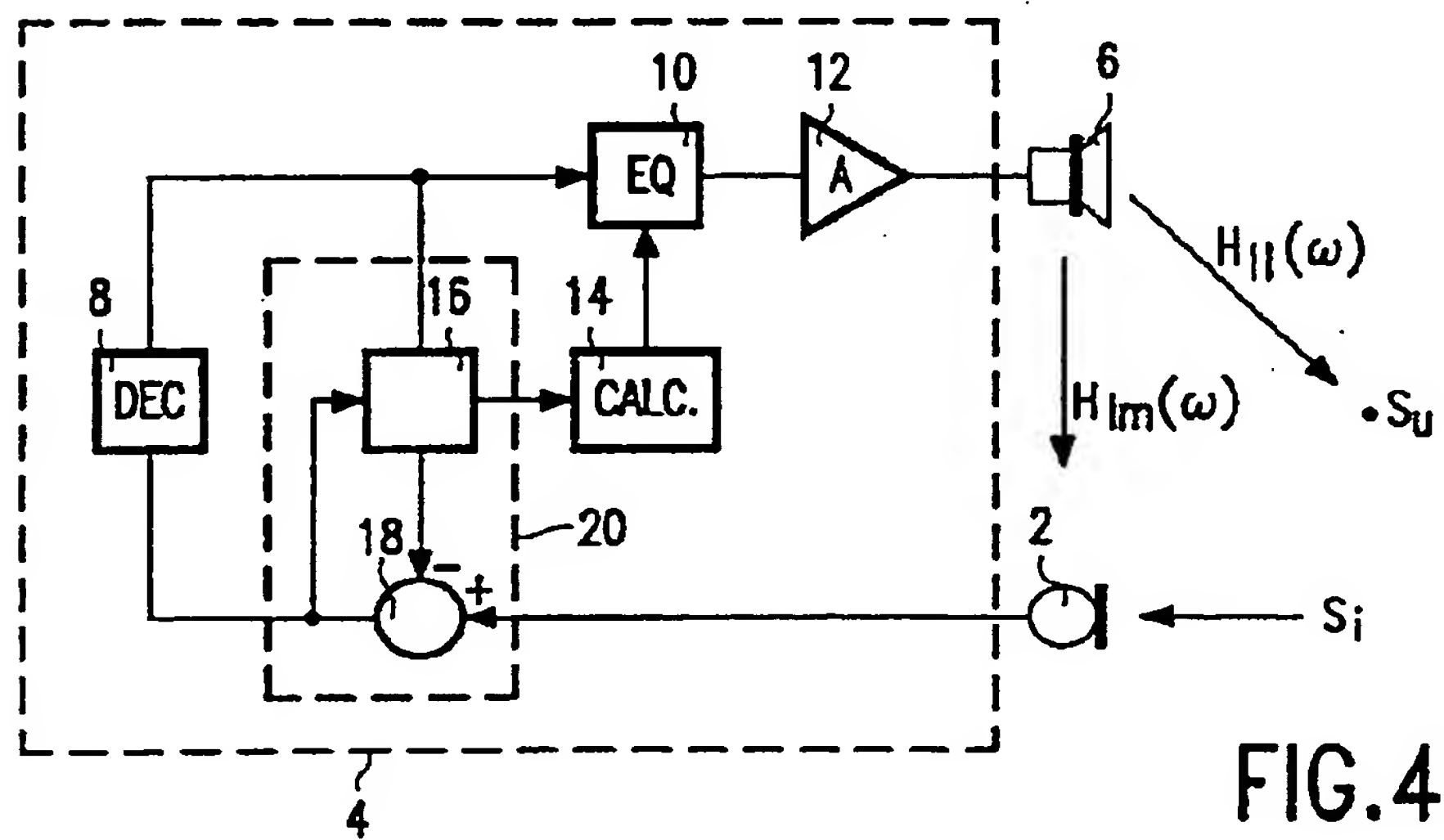


FIG.4

【図5】

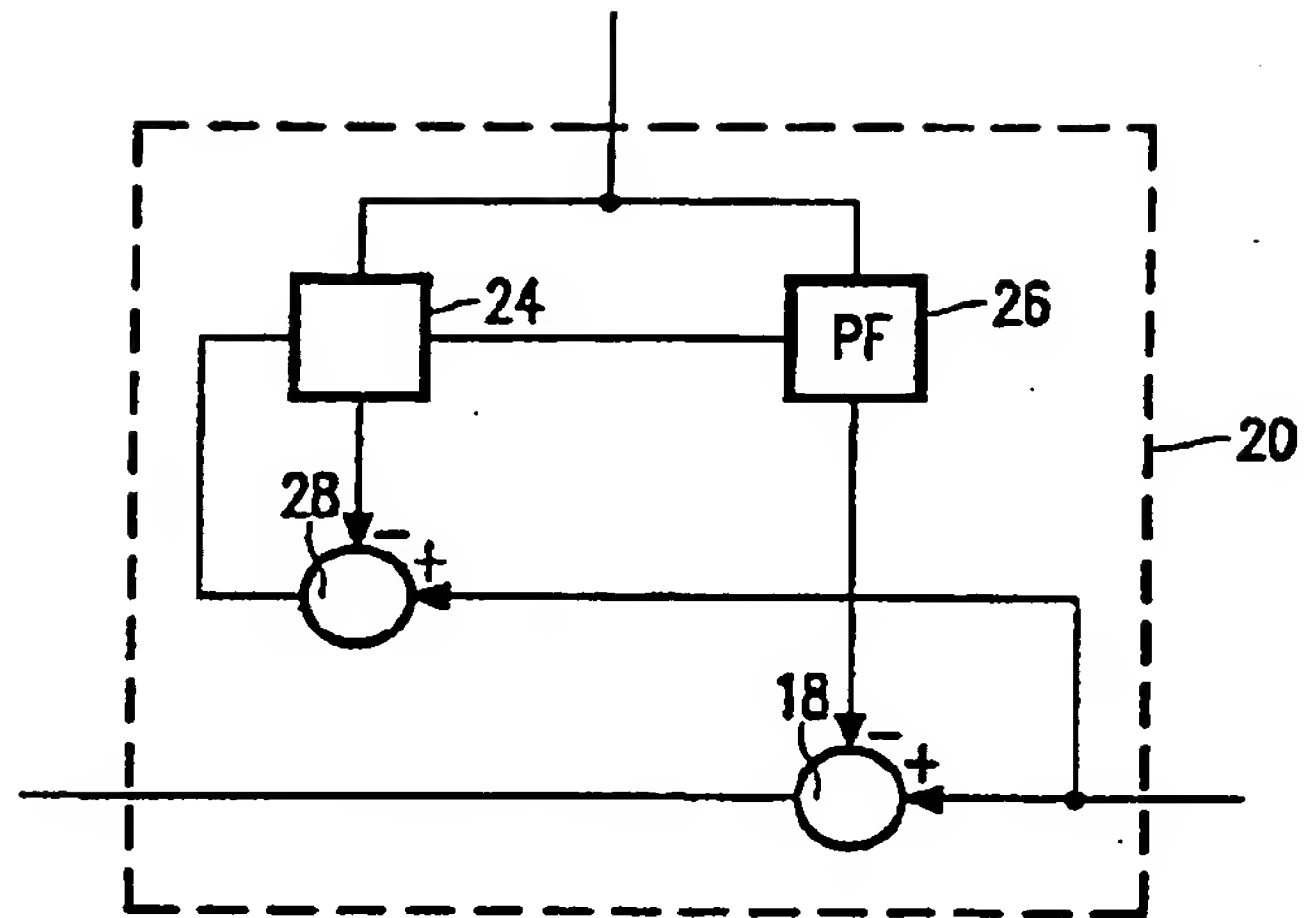


FIG.5

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/IB 96/00241

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
IPC6: H03G 5/00, H03G 5/16, H04R 3/04 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)		
IPC6: H03G, H04B, H04R		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
SE,DK,FI,NO classes as above		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
CLAIMS, INSPEC		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 5027410 A (MALCOLM J. WILLIAMSON ET AL), 25 June 1991 (25.06.91), column 1, line 56 - column 4, line 55; column 21, line 55 - column 23, line 7	1,4,7
Y	—	2,3,5,6,8,9
Y	US 5263019 A (PETER L. CHU), 16 November 1993 (16.11.93), column 3, line 23 - column 4, line 21	2,3,5,6,8,9
A	US 4628530 A (FRANCISCUS J. OP DE BEEK ET AL), 9 December 1986 (09.12.86), see whole document	1-9
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 8 November 1996		Date of mailing of the international search report 11-11-1996
Name and mailing address of the ISA/ Swedish Patent Office Box 5055, S-102 42 STOCKHOLM Facsimile No. +46 8 665 02 86		Authorized officer Bo Gustavsson Telephone No. +46 8 782 25 00

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
 Information on patent family members

01/10/96

International application No.

PCT/IB 95/00241

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)		Publication date
US-A-	5027410	25/06/91	WO-A-	9005437	17/05/90
US-A-	5263019	16/11/93	EP-A-	0565526	20/10/93
			JP-T-	6508482	22/09/94
			US-A-	5305307	19/04/94
			WO-A-	9212583	23/07/92
			CA-A-	2129102	02/09/93
			EP-A-	0627139	07/12/94
			JP-T-	7504075	27/04/95
			WO-A-	9317510	02/09/93
US-A-	4628530	09/12/86	AU-B-	565544	17/09/87
			AU-A-	2473684	30/08/84
			CA-A-	1210095	19/08/86
			DE-A-	3471226	16/06/88
			EP-A,B-	0119645	26/09/84
			SE-T3-	0119645	
			JP-B-	7087633	20/09/95
			JP-A-	59158700	08/09/84
			NL-A-	8300671	17/09/84